

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平2-97278

⑬ Int. Cl.⁸

H 02 M 7/48

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)4月9日

F 8730-5H
E 8730-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 インバータ装置の制御方法

⑯ 特 願 昭63-245979

⑰ 出 願 昭63(1988)9月30日

⑱ 発 明 者 佐 藤 伸 二 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

⑲ 発 明 者 原 田 直 子 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

⑳ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

㉑ 代 理 人 弁理士 鈴江 武彦 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

インバータ装置の制御方法

2. 特許請求の範囲

直流電圧の大きさが調整可能なコンバータから与えられる直流出力を交流電力に変換するインバータ装置において、前記コンバータから出力される直流電圧の大きさを制御する第1の制御手段、インバータのパルスパターンを補正する補正機能を有し、且つインバータの交流出力電圧の大きさと位相をPWM変調によって制御する第2の制御手段を具備し、交流出力電圧指令の変化が少ないときは前記第1の制御手段で前記コンバータからインバータに出力される直流電圧を制御することによって交流出力電圧を制御し、負荷変動が大きく前記第1の制御手段で交流出力電圧の制御が追従できないときは前記第2の制御手段の前記補正機能により前記インバータの直流電圧基準と直流入力電圧との比に応じてインバータのパルスパターンを補正しながら前記第2の制御手段により制

御することを特徴とするインバータ装置の制御方法。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の目的〕

(産業上の利用分野)

本発明はDC/DCコンバータから出力される直流電力を交流電力に変換するインバータ装置の制御方法に関する。

(従来の技術)

交流出力電圧を調整できるインバータ装置は、交流電動機駆動用および無停電電源などに広く利用されている。交流出力電圧を調整する手段としては、インバータの直流入力電圧を一定にし、PWM変調によって交流出力電圧を制御する方式、或いはインバータのPWMパターンを一定にし、インバータの直流入力電圧を調整することによって交流出力電圧を制御する方式がある。前者は主に小容量の交流電動機駆動用に、後者は主に無停電電源などのCVCFインバータ装置用に使われている。

第4図は、P W M変調インバータ装置の構成例を示したもので、1は直流電源、2は直流フィルタコンデンサ、3はインバータ、4は負荷で主回路を構成している。5は電圧基準発生器、6は位相基準発生器、7は出力電圧基準演算器、8は搬送波発生器、9は増幅器、10は加算器であり、 V^* は出力電圧基準、 θ^* は位相基準、 e_s は搬送波、 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* はそれぞれU、V、W相の出力電圧基準である。出力電圧基準演算器7は電圧基準発生器5から得られる出力電圧基準 V^* および位相基準発生器6から得られる位相基準 θ^* から(1)式で示されるような各相の出力電圧基準 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* を出力する。

$$\begin{aligned} V_U^* &= V^* \cdot \cos(\theta^*) \\ V_V^* &= V^* \cdot \cos(\theta^* - \frac{2}{3}\pi) \\ V_W^* &= V^* \cdot \cos(\theta^* - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad \dots \dots (1)$$

- 3 -

P W Mパターンがテーブルとして存在しており、位相基準発生器6から得られる位相基準 θ^* をアドレスとしてP W Mパターンを出力する。したがって、第5図においてインバータ3は、一定のP W Mパターンを出力しており、直流電圧の大きさは、D C / D Cコンバータ11で調整する。

(発明が解決しようとする課題)

しかしながら、第4図に示すP W M変調方式では、出力電圧基準 V^* が小さいとき直流電圧の利用率が悪い。また、変調周波数 f_s が低い場合、 V^* が小さくなるにつれて交流出力電圧に含まれる高周波成分が増す。一方、第5図に示すD C / D Cコンバータ11によって直流電圧を調整する方式は前記のような問題はないが、D C / D Cコンバータ11としてチョッパが用いられているため、負荷変動に対してそのスイッチング周波数が遅い場合は、制御応答性が悪い。

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、交流出力電圧の大きさを制御するのに、チョッパ

搬送波発生器8はインバータ3の出力周波数より充分高い周波数 f_s で変化する搬送波 e_s を出力する。そして各相の電圧基準と搬送波 e_s との差を加算器10によって求め、その値を増幅器9によって増幅しインバータ3にオン・オフ信号を与える。

一方、第5図は電圧調整手段として、インバータ3の直流側にD C / D Cコンバータ回路を設けたものである。11はチョッパによるD C / D Cコンバータ、12はP W M波形発生器であり、そのほかの要素は第4図の同一番号の要素に対応する。また、 V_{dc}^* はインバータ3の入力電圧の基準値であり、電圧基準 V^* から(2)式のように表すことができる。

$$V_{dc}^* = \frac{K_o}{2} \cdot V^* \quad \dots \dots (2)$$

ただし、 K_o は変調率であり、P W Mパターンによって決定する係数である。

P W M波形発生器12は多くの場合、R O Mに

- 4 -

の応答の遅れ分をインバータのパルス変調によって補い、出力電圧を目標値に速く追従させることができるインバータの制御方法を提供することを目的とする。

(発明の構成)

(課題を解決するための手段)

上記発明の目的を達成するために、交流出力電圧指令の変化が少ないときは第1の制御手段でコンバータからインバータに出力される直流電圧を制御することによって交流出力電圧を制御し、負荷変動が大きく第1の制御手段で交流出力電圧の制御が追従できないときは第2の制御手段によりインバータの入力電圧指令 V_{dc}^* と V_{dc} との比に応じて、インバータのパルスパターンを補正してインバータの交流出力電圧の大きさと位相とをP W M変調によって制御することを特徴としている。

(作用)

このようにチョッパの応答の遅れおよび出力電圧精度の悪さをインバータで補正するので出力

- 6 -

電圧は速く、また精度よく目的の波形に到達することができ、またインバータの直流電圧の利用効率も高くできる。

(実施例)

第1図は本発明の一実施例を示す構成図であり、第4図および第5図で示した要素と同一番号のものは同一要素に対応するので、その説明を省略し、ここでは異なる要素についてのみ述べる。

第1図において、13はDC/DCコンバータ11の出力電圧値 V_{dc} を検出する電圧検出器、14はこの電圧検出器13で検出された出力電圧値 V_{dc} と電圧基準発生器5から得られる電圧基準 V_{dc}^* との比を求める割り算器で、その出力はPWM波形発生器12に加えられる。

次に作用について述べる。

前記、(1)式および(2)式から、出力電圧基準 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* はインバータの直流電圧基準 V_{dc}^* および位相基準 θ^* から(3)式のように表される。

$$V_U^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2} \cdot \cos(\theta^*)$$

$$V_V^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2} \cdot \cos\left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$V_W^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2} \cdot \cos\left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi\right)$$

…… (3)

ただし、(3)式において K_0 はPWM波形の基準変調率である。

したがって、出力電圧の目標値にあわせて、 V_{dc} を制御するが、指令値を急変させたときなど V_{dc} の値が過渡的に指令値 V_{dc}^* と合っていないことがある。そこで、実際の直流電圧の指令値 V_{dc}^* と直流電圧の検出値 V_{dc} の比を α とし、(3)式を(4)式のように書き換える。

$$V_U^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2 \cdot \alpha} \cdot \cos(\theta^*)$$

- 7 -

$$V_V^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2 \cdot \alpha} \cdot \cos\left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$V_W^* = \frac{V_{dc}^* \cdot K_0}{2 \cdot \alpha} \cdot \cos\left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi\right)$$

…… (4)

K/α を K' とし、直流電圧が基準値に追従しない間、変調率 K' を変化させるようなPWMパターンを選ぶようにする。この動作を図示すると第2図のようになる。

変調率 K' は必ずしも全運転領域分必要でなく、最良パターン時の変調率 K_0 を中心として、たかだか $0.8K_0$ から $1.2K_0$ 程度で十分な効果が得られる。

本方式を採用すれば、PWM変調のみで電圧制御していたときと同様の応答速度で制御でき、さらに直流電圧の利用効率も高いので良質の出力波形が得られる。

次に本発明の他の実施例を説明する。

第3図はインバータの直流電圧 V_{dc} の検出器を用いずに、変調率 K' を直流電圧指令 V_{dc}^* から

- 8 -

演算近似で求めるようにしたものであり、第4図、第5図および第1図に示した要素と同一番号のものは同一要素に対応するので、ここではその説明を省略して異なる要素について述べる。

第3図において、15は電圧基準発生器15から得られる電圧基準 V_{dc}^* を演算する演算器で、その演算出力をPWM波形発生器12に与えるものである。

この演算器15は V_{dc}^* の変化および負荷の大きさから V_{dc} の大きさを演算し、 V_{dc}^* と V_{dc} の比 α を求め、変調率 K' を導く。たとえば、DC/DCコンバータの V_{dc}^* から V_{dc} までの応答を(5)式のように近似する。

$$V_{dc} = \frac{1}{1 + T_s} V_{dc}^* \quad \dots \dots (5)$$

ただし、(5)式において、 T は時定数でありDC/DCコンバータの構成要素および負荷の大きさなどによって変化する。(5)式から V_{dc}^* と V_{dc} の比 α は(6)式のようにになる。

- 9 -

- 10 -

$$\alpha = 1 + \beta \quad \dots\dots (6)$$

ただし、 β は V_{dc}^* の変化率と時定数 T の関数である。したがって、 K' は (7) 式のようになる。

$$K' = K_0 \cdot \alpha \quad \dots\dots (7)$$

このような方式とすれば、DC/DCコンバータの応答を単なる一時遅れに近似することによって新たに検出器を設けなくとも、高速応答が期待できる。

〔発明の効果〕

以上述べたように本発明によれば、出力電圧を一定にするのにDC/DCコンバータとインバータの両方を制御して出力電圧を一定にしているので、精度よく高速に制御でき、さらにインバータの直流電圧の利用率も改善することが可能である。

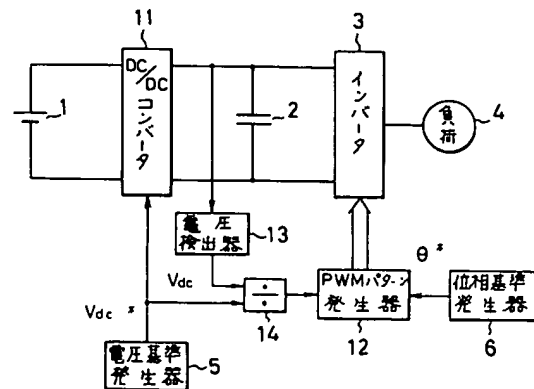
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示す構成図、第2図は同実施例の説明図、第3図は本発明の他の実施例を示す構成図、第4図、第5図は従来方式の

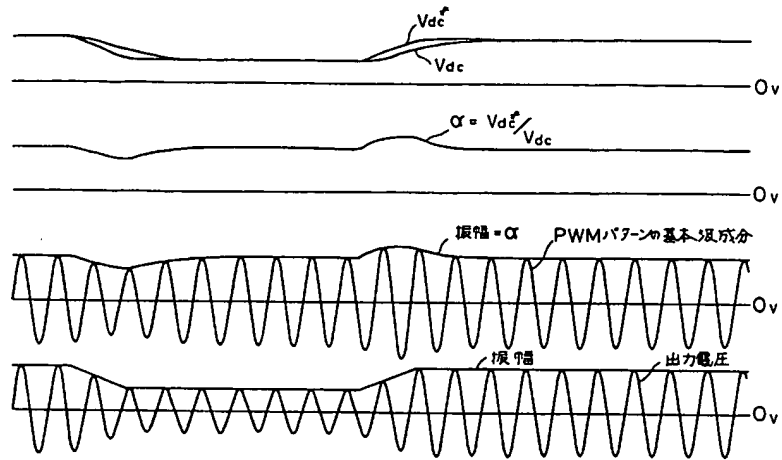
構成図である。

1…直流電源、2…直流フィルタコンデンサ、3…インバータ、4…負荷、5…電圧基準発生器、6…位相基準発生器、7…出力電圧基準演算器、8…搬送波発生器、9…増幅器、10…加算器、11…DC/DCコンバータ、12…PWMパター発生器、13…電圧検出器、14…割り算器、15…演算器。

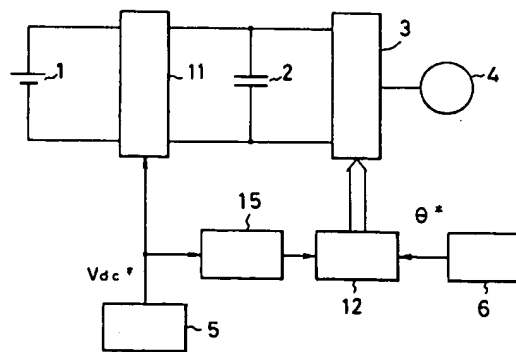
出願人代理人 弁理士 鈴 江 武 彦



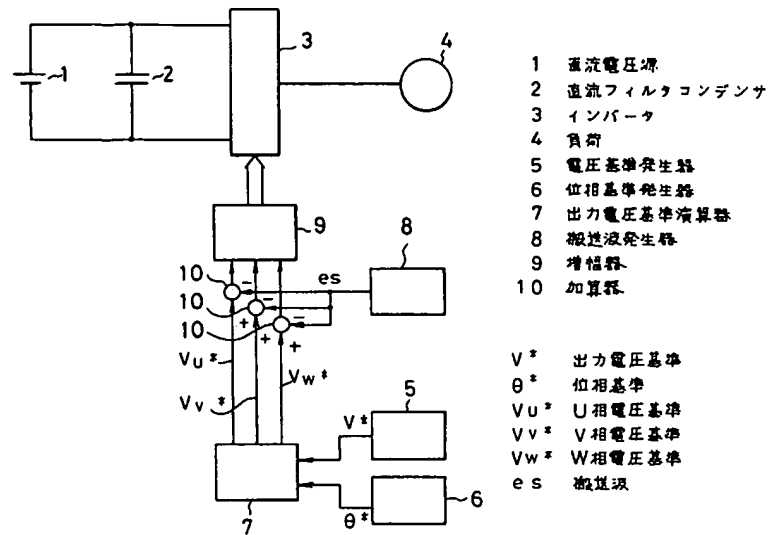
第 1 図



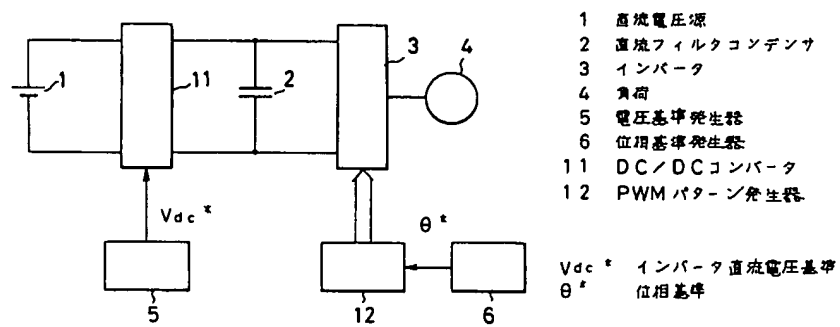
第 2 図



第 3 図



第 4 図



第 5 図